

УДК 621.501.14

Резонансные явления в выходной цепи мощного двухтактного усилителя класса «D»

А.М. Михеенко

В предлагаемом материале рассматриваются процессы в выходной цепи мощных двухтактных усилителей класса «D», работающих при низких тактовых частотах [1]. Показано, что вследствие резонансных явлений, обусловленных выходной ёмкостью активных элементов двухтактной схемы, возможно существенное снижение коммутативных потерь в режиме «молчания». Полученные соотношения позволяют определить оптимальную тактовую частоту в зависимости от длительности фронта импульсов выходного напряжения.

Ключевые слова: Усилитель класса «D», резонанс в выходной цепи усилителя, коммутативные потери, оптимальная тактовая частота.

1. Введение

В усилителях (модуляторах) класса «D», основанных на импульсном методе усиления сигналов, потери энергии определяются внутренним сопротивлением активных элементов (ключей) и коммутативными процессами, обусловленными главным образом перезарядом выходных ёмкостей ключей (C_0). В частности, в двухтактных усилителях, при отсутствии усиливаемых сигналов (режим молчания), потери энергии и потребление от источника питания практически полностью определяются коммутативными процессами.

С увеличением тактовой частоты (ω) коммутативные потери должны расти. Однако при экспериментальном исследовании двухтактного усилителя был обнаружен отчётливо регистрируемый минимум потребляемой энергии в определённой области значений ω . Это обстоятельство дало основание предположить, что в выходной цепи усилителя имеют место резонансные явления, учёт которых позволит поднять к.п.д. усилителя.

Цель настоящей работы заключается в определении зависимости резонансных явлений от основных параметров схемы усилителя, а также от частоты и формы импульсов выходной тактовой последовательности.

2. Анализ схемы двухтактного усилителя класса «D»

Поскольку явление резонанса наиболее отчётливо появляется в режиме молчания, дальнейший анализ будет выполнен именно для этого режима.

Воспользуемся упрощённой схемой двухтактного усилителя (рис.1а), в которой ключи S в идеализированной форме представляют активные элементы и «обратные» диоды, обеспечивающие непрерывность тока в дросселе L . Предполагается также, что в открытом состоянии внутренне сопротивление активных элементов и диодов равны и постоянны.

Такая идеализация весьма условна, но может быть принята, т.к. существенно не скажется на характере исследуемых процессов.

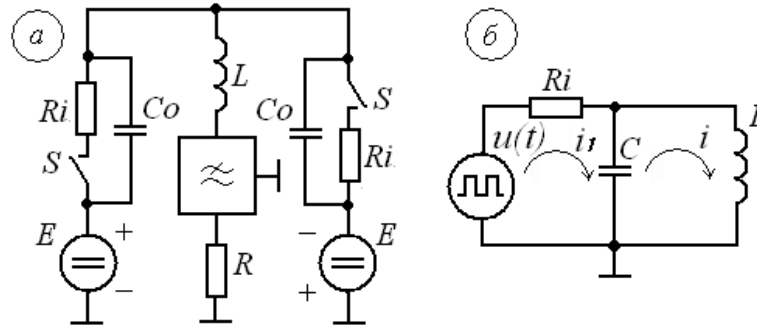


Рис.1. Схема двухтактного усилителя класса «D»

В режиме молчания усилителю соответствует эквивалентная схема рис.1б, в которой нагрузочная цепь представлена входной индуктивностью фильтра нижних частот L , а электронные ключи заменены генератором импульсного сигнала $u(t)$ со скважностью 2, внутренним сопротивлением Ri и выходной ёмкостью $C=2C0$.

Используя принятые на рис.1 обозначения, для эквивалентной схемы можно записать следующие дифференциальные уравнения

$$\frac{d^2 i}{d\tau^2} + \frac{1}{v\omega\omega C Ri} \cdot \frac{di}{d\tau} + \frac{i}{v^2} = \frac{u(\tau)}{Ri v^2}, \quad (1)$$

$$\frac{d^2 i}{d\tau^2} + \frac{i}{v^2} = \frac{i1}{v^2}. \quad (2)$$

Здесь: $\tau = \omega t$; $u(\tau) = E \dots (\pi > \tau > 0)$; $u(\tau) = -E \dots (\pi < \tau < 2\pi)$; $\omega\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $v = \frac{\omega}{\omega\omega}$;

На интервале $2l\pi < \tau < (2l+1)\pi \dots (l=0,1,2,3,\dots)$ решение (1) в установившемся режиме имеет вид

$$\frac{i \cdot Ri}{E} = 1 - \frac{e^{n1\left(\tau - \frac{\pi}{2}\right)}}{\left(1 - \frac{n1}{n2}\right)ch\left(n1\frac{\pi}{2}\right)} - \frac{e^{n2\left(\tau - \frac{\pi}{2}\right)}}{\left(1 - \frac{n2}{n1}\right)ch\left(n2\frac{\pi}{2}\right)} \quad (3)$$

Здесь $n1, n2$ – корни характеристического уравнения (1).

На интервале $(2l+1)\pi < \tau < (l+1)2\pi$ обозначим $i = i'$, тогда согласно [2]

$$i' = -i(\tau - \pi) \quad (4)$$

Ток $i1$ определим в соответствии с (2)

$$\frac{i1 \cdot Ri}{E} = 1 - \frac{e^{n1\left(\tau - \frac{\pi}{2}\right)}}{ch\left(n1\frac{\pi}{2}\right)} - \frac{e^{n2\left(\tau - \frac{\pi}{2}\right)}}{ch\left(n2\frac{\pi}{2}\right)} \quad (5)$$

Аналогично (4)

$$i1' = -i1(\tau - \pi) \quad (6)$$

3. Мощность потерь в ключевых элементах усилителя

Определим мощность потерь в ключевых элементах

$$P = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} i_1^2 R_i d\tau + \int_{\pi}^{2\pi} i_1'^2 R_i d\tau \right] = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{E^2}{R_i} \left(\frac{i_1 R_i}{E} \right)^2 d\tau.$$

Подставляя значение i_1 из (5), получим

$$\frac{PR_i}{E^2} = 1 + \frac{2}{\pi} \left(\frac{2}{n_1 + n_2} - \frac{1}{n_1} \right) th\left(n_1 \frac{\pi}{2}\right) + \frac{2}{\pi} \left(\frac{2}{n_1 + n_2} - \frac{1}{n_2} \right) th\left(n_2 \frac{\pi}{2}\right). \quad (7)$$

Предположим, что ФНЧ с частотой среза ω_c согласован с нагрузкой и $\omega_c L = R$. Обозначим отношение $\omega/\omega_c = q$ и введём понятие электронного к.п.д. усилителя

$$\eta = \frac{R}{R_i + R}.$$

Тогда для корней характеристического уравнения n_1, n_2 получим следующее выражение

$$n_{1,2} = \frac{q\eta}{2\nu^2(1-\eta)} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\nu^2(1-\eta)^2}{q^2\eta^2}} \right) \quad (8)$$

При $q > 2$ и $\eta \rightarrow 1$

$$n_1 \approx -\frac{1-\eta}{q\eta}; \quad n_2 \approx -\frac{q\eta}{\nu^2(1-\eta)}.$$

Заметим, что при неизменной тактовой частоте параметр $\nu^2 = \omega^2 LC$ пропорционален ёмкости C .

Для частного случая $q = 3$ и $\eta = 0.8$ зависимость коммутативных потерь от выходной ёмкости представлена на рис. 2а пунктирной линией. Как видно, резонансные явления в этом случае отсутствуют.

Рассмотрим теперь зависимость коммутативных потерь от тактовой частоты ω . Для этого введём параметр $m = \omega o / \omega_c$. Тогда выражение для корней характеристического уравнения примет вид:

$$n_{1,2} = \frac{m\eta}{2\nu(1-\eta)} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{2(1-\eta)^2}{m^2\eta^2}} \right) \quad (9)$$

Полагая, как и в предыдущем случае, $m > 2$ и $\eta \rightarrow 1$, получим

$$n_1 \approx -\frac{1-\eta}{m\eta} \nu; \quad n_2 \approx -\frac{m\eta}{\nu(1-\eta)}.$$

При фиксированной частоте паразитного контура параметр $\nu = \omega \sqrt{LC}$ пропорционален тактовой частоте.

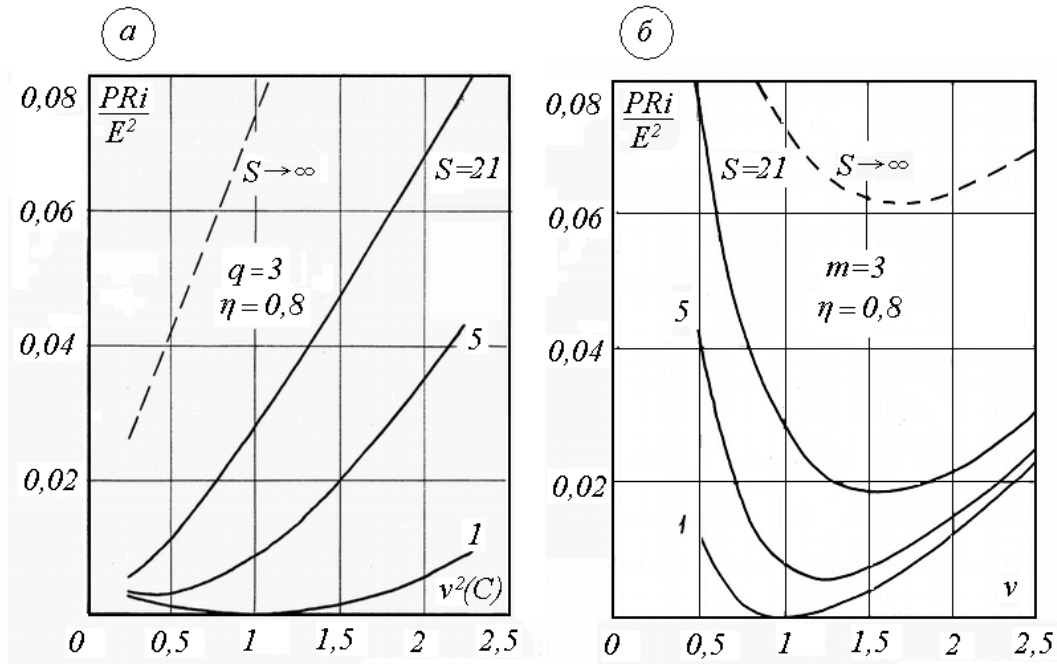


Рис. 2 Коммутативные потери в усилителе

Зависимость коммутативных потерь от тактовой частоты, построенная на основании (7) и (9), для частного случая $m=3$ и $\eta=0,8$ представлена на рис. 2б. В этом случае резонансные явления имеют место, причём минимум потерь (и потребляемой мощности) соответствует тактовой частоте, которая примерно в 1,5 раза превышает частоту паразитного резонанса.

4. Анализ потерь в усилителе при конечной длительности фронтов выходной импульсной последовательности

Как было установлено выше, при исследовании зависимости потерь от выходной ёмкости резонансные явления не были обнаружены. Вместе с тем, очевидно, что при замене в схеме рис.1б генератора меандра на генератор синусоидального сигнала резонанс должен иметь место. Следовательно, погрешность исходных предположений заключается в идеализации формы напряжения эквивалентного генератора.

Для проверки этой гипотезы воспользуемся представлением $u(\tau)$ в виде гармонического ряда [2].

$$u(\tau) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi-1)\tau}{2n-1}. \quad (10)$$

Удерживая в разложении (10) конечное число членов, определим потери в ключевых элементах. Для этого найдём модуль сопротивления нагрузочной цепи генератора для каждой гармоники $u(\tau)$.

$$Z(n) = Ri + \frac{j\omega nL}{1 - \omega^2 LCn^2}$$

Отсюда

$$|Z(n)| = Ri \sqrt{1 + \frac{1}{Ri^2} \left[\frac{n\omega L}{1 - n^2 \omega^2 LC} \right]^2} \quad (11)$$

Используя принятые ранее обозначения и (11), определим гармоники тока i_1 согласно (10).

При изменении выходной ёмкости (v^2)

$$I_{1k} = \frac{4E}{k\pi|Z(k)|} = \frac{4E}{Rik\pi\sqrt{1+\left[\frac{kq\eta}{(1-\eta)(1-k^2v^2)}\right]^2}}. \quad (12a)$$

При изменении частоты (v)

$$I_{1k} = \frac{4E}{Rik\pi\sqrt{1+\left[\frac{km\eta v}{(1-\eta)(1-k^2v^2)}\right]^2}}, \quad (12b)$$

где $k = 2n - 1$

По аналогии с (7), мощность потерь можно определить следующим образом

$$\frac{PR_i}{E^2} = \sum_{k=1}^S \frac{1}{2} I_{1k}^2 \cdot R_i \frac{R_i}{E^2} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^S \left(\frac{I_{1k} R_i}{E} \right)^2. \quad (13)$$

Здесь S – номер высшей гармоники, удерживаемой в разложении (10).

Результаты расчёта согласно (13) представлены на рис. 2а и 2б.

Заметим, что номер S связан с длительностью фронта импульсов выходного напряжения Δt . Для этого можно воспользоваться приближённой формулой $\Delta t \approx 0.4 \frac{\pi}{\omega \cdot S}$.

Из рис.2а следует, что при конечной длительности фронта $u(t)$ ($S < 5$), резонансные явления возможны и при изменении выходной ёмкости усилителя.

Подводя итог проведенному исследованию, можно сделать следующие выводы:

1. При оптимальном выборе тактовой частоты в режиме молчания возможно существенное сокращение энергии, потребляемой усилителем.
2. Резонансные явления в выходной цепи усилителя класса «D» проявляются тем сильнее, чем больше длительность фронта импульсного напряжения. Следует, однако, иметь в виду, что затягивание фронта тактовых импульсов ведёт к росту прямых потерь в режиме усиления сигналов.
3. Заметный эффект может быть получен, если увеличивать длительность фронта в паузах усиливаемого сигнала. Например, при усилении речевых сигналов паузы составляют до 70% времени передачи.

Литература

1. Агеев Д.В., Маланов В.В., Полов К.П. Новый высокоэффективный импульсный усилитель мощности колебаний звуковой частоты. Радиотехника, 1958, т.13, № 6, с.47-51.
2. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961, 533 с.

Статья поступила в редакцию 14.04.2011

Михеенко Анатолий Михайлович

к.т.н., доцент кафедры беспроводных информационных сетей и систем СибГУТИ, (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86)

тел. (383) 2-698-265, e-mail: amm@sibsutis.ru, amm1939@yandex.ru

Resonant Phenomena in Output Circuit of Powerful Two-Step“D”class Amplifier

A.M. Miheenko

This paper considers procedures in output circuit of powerful two-step «D» class amplifiers operating at low clock frequencies [1]. It is shown that because of resonant phenomena due to output capacity of two-step active elements, essential decrease of commutative loss in no signal condition is possible. Correlation received allows to determine optimal clock frequency dependent on pulse leading-edge time of output voltage.

Keywords: «D» class amplifier, resonance in amplifier output circuit, commutative loss, optimal clock frequency.